

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局(43) 国際公開日
2000年12月7日 (07.12.2000)

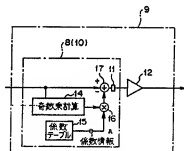
PCT

(10) 国際公開番号
WO 00/74232 A1

- (51) 国際特許分類: H03F 1/32 Tsuyoshi) [JP/JP]. 河崎義博 (KAWASAKI, Yoshihiro) [JP/JP]; 〒211-8588 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内 Kanagawa (JP).
- (21) 国際出願番号: PCT/JP99/02824
- (22) 国際出願日: 1999年5月28日 (28.05.1999) (74) 代理人: 真田 有 (SANADA, Tamotsu); 〒180-0004 東京都武蔵野市吉祥寺本町1丁目10番31号 吉祥寺広瀬ビル5階 Tokyo (JP).
- (25) 国際出願の言語: 日本語 (81) 指定国 (国内): CN, JP, US.
- (26) 国際公開の言語: 日本語 (84) 指定国 (広域): ヨーロッパ特許 (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 富士通株式会社 (FUJITSU LIMITED) [JP/JP]; 〒211-8588 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 Kanagawa (JP). 添付公開書類:
— 国際調査報告書
- (72) 発明者: および 2文字コード及び他の略語については、定期発行される
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 馬庭 透 (MANIWA, Toru) [JP/JP]. 長谷川剛 (HASEGAWA, のガイドンスノート」を参照。

(54) Title: PREDISTORTION TYPE DISTORTION COMPENSATION AMPLIFIER

(54) 発明の名称: プリディストーション型歪補償増幅装置



14 ... ODD NUMBER-TH COMPONENT CALCULATION

15 ... COEFFICIENT TABLE

A ... COEFFICIENT INFORMATION

(57) Abstract: A predistortion type distortion compensation amplifier (9) in mobile communication, including a signal amplitude change processing unit (10) which comprises an odd number-th component calculation unit (14) for extracting for outputting an odd number-th power component of an amplitude contained in a signal to be transmitted, a coefficient information output unit (15) for selecting for outputting one of a plurality of elements of elements of coefficient information output unit (14) by coefficient information from the signal to be transmitted, thereby ensuring an operation within a range of a saturation region of the amplifier to reduce a spurious signal and enabling a distortion compensation operation even when an adjacent channel leakage power is reduced and a memory reference frequency is decreased.

[続葉有]



(57) 要約:

移動体通信において、歪補償増幅装置を提供する。かかる、プリディストーション型歪補償増幅装置(9)にて、信号振幅変更処理部(10)が、送信すべき信号に含まれる振幅量の奇数次のべき乗成分を抽出して出力する奇数次成分計算部(14)と、外部からの信号により複数の係数情報の中から1つを選択して出力しうる係数情報出力部(15)と、奇数次成分計算部(14)から出力される信号と係数情報出力部(15)からの係数情報とを乗算して減衰信号を出力する乗算部(16)と、減衰信号を上記送信すべき信号から差し引いて出力する加算部(17)とをそなえるように構成し、増幅器の飽和領域を超えない範囲で動作させてスプリアス信号を低減させ、また、隣接チャネル漏洩電力を低減させ、かつ、メモリ参照頻度を下げても歪補償動作が行なえるようにする。

明 細 書

プリディストーション型歪補償増幅装置

5 技術分野

本発明は、移動体通信用の高周波回路に用いて好適な、プリディストーション型歪補償増幅装置に関する。

背景技術

- 10 移動体通信では、周波数利用効率を上げるため等の理由により、デジタル変調方式が用いられている。その際に電力増幅器の特性の非線形に基づく歪により、隣接チャネルへの妨害が問題となるので、この隣接チャネルに妨害を与えないように、隣接チャネル漏洩電力（ACP:Adjacent Channel Power）の低い電力増幅器が要求される。しかし、電力増幅器を線形動作領域で使用することは、回路規模やコストの面から見て、必ずしも得策とは言えず、その代わりに、プリディストーション（以下、歪補償とも称することがある）が用いられることが多い。

- このプリディストーションとは、増幅器（電力増幅器：以下の説明で電力増幅器のことを単に増幅器と称することがある）に信号を入力する際に、予めその増幅器の入出力特性の逆特性を表す関数を用いて、増幅すべき入力信号を歪ませる方法である。すなわち、プリディストーションは、予め入力信号を歪ませて増幅することによって、増幅器出力では、線形化された信号が現れるようにした技術である。

- 図18は、プリディストーションを用いた無線送受信機の一例を示す図である。この図18に示す無線送受信機50において、送信すべきベースバンド信号は演算処理部（DSP部：Digital Signal Processor）50aにて、変調されるとともに、プリディストーションが行なわれて、電力増幅器50cの非線形歪みを推定した歪補償係数演算処理がなされるようになっている。そして、直交変復調部50bにて、その処理されたベースバンド信号は、RF(Radio Frequency)帯へとアップコンバートされ、そして、電力増幅器50cにて、所要の電力が加えら

れて、合成器 50 d を介して、アンテナ 50 e へと給電されて、送信される。

一方、電力増幅器 50 c から出力される信号の一部から帰還された変調信号は、直交変復調部 50 b にて、ダウンコンバートされて歪成分を有するベースバンド信号に変換される。この変換された信号は、演算処理部 50 a へ入力され、歪補償係数演算処理が行なわれる。従って、このループ処理により、無歪みな RF 信号がアンテナ 50 e から出力される。なお、この図 18 の構成では、プリディストーションがベースバンド帯で行なわれており、ベースバンド帯での信号処理を図 19 を用いて、数式と対応させて説明する。

図 19 は、従来のプリディストーション回路（プリディストータともいう）の一例を示す図である。この図 19 に示す直交変調器 60 は、歪補償係数演算処理を行なうものであって、メモリ 61、62 と、乗算器 63 a、63 b、63 c、63 d と、加算器 64 a、64 b とをそなえて構成されている。そして、ベースバンド信号 I、Q はそれぞれ、ソフトウェア処理等により、メモリ 61、62（符号 61 a、61 b、61 c、61 d を付したメモリ領域、及び、符号 62 a、62 b、62 c、62 d を付したメモリ領域）を参照した歪補償演算処理が行なわれ、これらのメモリ 61、62 内で、処理された信号は、乗算器 63 a ~ 63 d にて乗算されて、加算器 64 a、64 b にて加算されて、 I_{pd} 、 Q_{pd} が出力されるようになっている。

増幅器の出力を $P_o(t)$ とした場合、振幅の関数 $f(t)$ と、位相の関数 $g(t)$ との積で式 (1) のように表される。

$$P_o(t) = f\{M_i(t)\} \cdot \exp[-j \cdot g\{M_i(t)\}] \cdot \exp(j\omega t) \quad \dots (1)$$

ここで、 $M_i(t)$ は変調波の振幅の大きさであり、 ω は中心周波数、 t は時間、 j は $j^2 = -1$ となる虚数単位である。

直交変調器 60 への入力信号をそれぞれ $I(t)$ 、 $Q(t)$ とすると、増幅器に入力される変調波の振幅の大きさ $x(t)$ は、式 (2) のように表される（図 19 に示すメモリ領域 61 a、62 a での操作）。

$$x(t) = \sqrt{\{I(t)\}^2 + \{Q(t)\}^2} \quad \dots (2)$$

増幅器から出力される変調波成分の振幅の大きさ $y(t)$ は、 G を利得として、式 (3) のように表される。

$$y(t) = G \cdot x(t) \quad \dots (3)$$

図 1 2 は、増幅器の入出力特性の一例を示す図である。この図 1 2 に示す B 1 と付された箇所が、非飽和領域であり、B 2 と付された箇所が、飽和領域である。そして、この入出力特性は、A と付された箇所、特性が変化しており、増幅器の飽和特性のため、上限を有する関数となる。そして、式 (3) のように増幅された出力信号の歪補償を行なうためには、直交変調器 6 0 の内部で振幅の関数 $f(t)$ の逆関数 $f^{-1}(t)$ を用いた歪補償が行なわれる。歪補償された増幅器の出力 $P_{pd}(t)$ は、式 (4) のように表される。

$$P_{pd}(t) = f^{-1}(y) \cdot \exp[j \cdot g \{ f^{-1}(y) \}] \cdot \exp(j\omega t) \quad \dots (4)$$

つまり、 $I(t)$ 、 $Q(t)$ が変形された $I_{pd}(t)$ と $Q_{pd}(t)$ (以下、 I_{pd} 、 Q_{pd} と略記する) とがそれぞれ、式 (5)、(6) で表されるようにする。

$$I_{pd} = \{ f^{-1}(y)/x \} \cdot [\cos\{g \{ f^{-1}(y) \}\} - Q \sin\{g \{ f^{-1}(y) \}\}] \quad \dots (5)$$

$$Q_{pd} = \{ f^{-1}(y)/x \} \cdot [Q \cos\{g \{ f^{-1}(y) \}\} + I \sin\{g \{ f^{-1}(y) \}\}] \quad \dots (6)$$

ここで、 $x(t)$ 、 $y(t)$ はそれぞれ、 x 、 y と略記されている。通常、式 (5)、(6) の入出力関係は図 1 2 のような、特性の逆特性としてメモリ 6 1、6 2 に蓄えられており、 $I(t)$ 、 $Q(t)$ の値は例えば、ディジタル信号のサンプリング間隔時間の高い頻度で参照されて出力の I_{pd} と Q_{pd} とが得られるようになっている。

すなわち、図 1 9 に示すメモリ領域 6 1 b のデータから、 y が求められ、この y とメモリ領域 6 1 c のデータとから、式 (5)、(6) の $f^{-1}(y)/x$ が計算され、さらに、メモリ領域 6 1 d のデータから、式 (5) の $\{ f^{-1}(y)/x \} \cdot I$ と、式 (6) の $\{ f^{-1}(y)/x \} \cdot Q$ とがそれぞれ計算されて出力される。また、同様に、メモリ領域 6 2 b のデータから、 y が求められ、この y とメモリ領域 6 2 c のデータとから、式 (5)、(6) の $g \{ f^{-1}(y) \}$ が計算され、さらに、メモリ領域 6 2 d のデータから、式 (5)、(6) の $\cos\{g \{ f^{-1}(y) \}\}$ と、 $\sin\{g \{ f^{-1}(y) \}\}$ とが計算されて出力される。そして、これらの出力が、乗算器 6 3 a ~ 6 3 d で加算された後、加算器 6 4 a、6 4 b にて加算されて、変形さ

れた I_{out} と Q_{out} とが出力されるのである。このように、通常は、この直交変調器 60 のようなプリディストーション回路を用いて、増幅器の増幅特性が線形となるように、歪補償が行なわれる。

- 5 なお、増幅器、電源回路（図示せず）のバイアス回路や整合回路の高調波近傍の周波数特性を補償する方法として入力信号の振幅量の微分値又は積分値から係数を決定して、その係数を元の信号に乗算して、プリディストーション信号とする方法が提案されている。

図 20 は、入力信号の微分値又は積分値を用いたプリディストーション回路の一例を示す図である。この図 20 に示すプリディストーション回路 70 において、入力信号 I 、 Q は、振幅計算部 70a にて、変調波の振幅の大きさが計算され、逆関数計算部 70b にて、 $f^{-1}(y)$ が計算され、そして、微分・積分係数情報付加部 70c にて、入力信号の振幅量の微分値又は積分値が計算され、係数テーブル 70d にて、適当な係数が得られて、さらに、乗算器 70e、70f にて、各係数が乗算されて I_{out} と Q_{out} とが出力されるようになっている。

- 15 しかしながら、図 19、図 20 に示した回路で、式 (3) による線形化を行なうと、歪が大きくなってしまう。図 23 は、線形化された増幅器の入出力特性を示す図であるが、この図 23 に示すような飽和領域へ出力が変化する点（点 A 参照）で、不連続となるので、入力信号がその領域に入ってくると、歪が大きくなってしまいうという欠点があった。そこで、この歪について、図 21 (a)、（
20 b）及び図 22 (a)、(b) を用いて説明する。

図 21 (a) は、等振幅な 2 波を入力した場合の信号波形の一例を示す図であり、図 21 (b) は、図 21 (a) に示す信号のスペクトラムを示す図である。この図 21 (b) のように、この信号は、周波数 f_1 と f_2 のみの成分を有する。

- また、図 22 (a) は、図 21 (a) の信号を図 23 の入出力特性の増幅器で
25 増幅した場合の信号波形の一例を示す図である。図 22 (b) は、図 22 (a) に示す信号のスペクトラムを示す図であるが、この図 22 (b) のように、周波数の広い範囲に渡ってスプリアス信号が発生するという課題があった。

その上、メモリの参照頻度が信号のサンプリング時間と等しいので、高速に変化する信号の場合は、メモリ参照が間に合わなくなり、高速信号への適用が難し

いという課題もあった。さらに、図 19 に示すようなプリディストーション回路は、増幅器の温度変化や経時変化による特性の変動があると、参照する係数に誤差が現れるという課題があった。

- 本発明は、このような課題に鑑み創案されたもので、フィードフォワード型補償器のような外付けの線形な増幅特性を有する RF 回路を不要とするプリディストーション型歪補償増幅装置であって、入力信号に奇数乗成分を含ませて増幅器の飽和領域を超えない範囲で動作させることでスプリアス信号を低減でき、また、入力信号の奇数乗成分に係数（係数情報）を乗算して入力信号に加えることで隣接チャネル漏洩電力を低減でき、かつ、メモリ参照頻度を下げて歪補償動作が行なえるような、プリディストーション型歪補償増幅装置を提供することを目的とする。

発明の開示

- このため、本発明のプリディストーション型歪補償増幅装置は、送信すべき信号を増幅する増幅器と、その増幅器の前段側に設けられ、送信すべき信号に含まれる振幅量のべき乗成分の係数情報を変える係数変更処理を行なって処理信号を出力する信号処理部とをそなえたことを特徴としている。

- 従って、このようにすれば、周波数の広い範囲にわたって発生するスプリアス信号を低減でき、また、隣接チャネル漏洩電力を低減できる。加えて、温度変化や経時変化によって増幅器特性の変動があっても、出力信号の一部と入力信号の一部とを比較して誤差を計算することによって、その誤差が大きい場合には、係数テーブルを書き換えて対応できるようになる。

- また、その信号処理部は、送信すべき信号に対して、増幅器の入出力特性とは逆の特性を表す関数による処理を施したのち、係数変更処理を行ない、増幅器の出力信号に奇数次成分が現れるように構成され、増幅器が非飽和領域で動作するように構成することができる。

従って、このようにすれば、広帯域にスプリアスが広がらないようにでき、外付けの線形な増幅特性を有する RF 回路が不要の歪補償が行なえるようになる。また、低消費電力化や回路規模のコンパクト化に寄与できるようになる。さらに、

増幅器のバイアス回路、電源回路のバイアス回路や、整合回路の高調波近傍の周波数特性が補償されるようになり、精度の向上が図れる。

- さらに、上記の信号処理部は、係数変更処理を行なう際に、送信すべき信号に含まれる振幅量の奇数次のべき乗成分の寄与を小さくするように構成することができる。

- 従って、このようにすれば、スプリアス信号で問題となる、隣接チャネル漏洩電力が低減され、外付けの線形な増幅特性を有するRF回路が不要となり、回路規模を小型化することができる。これから、低消費電力化や携帯電話機等のコンパクト化に寄与できるようになる。また、係数テーブルが参照される頻度が、平均出力電力を切り換える時間と等しくなるので、比較的アクセス速度の遅いメモリでも回路を作ることができる。

図面の簡単な説明

- 図1は、本発明が適用される、無線送信機の送信部におけるプリディストーション型歪補償増幅装置のブロック図である。

図2は、本発明の第1実施形態に係るプリディストーション型歪補償増幅装置のブロック図である。

図3は、本発明の第1実施形態に係るプリディストーション型歪補償増幅装置を更に詳細に示すブロック図である。

- 図4は、本発明の第1実施形態の第1変形例に係るプリディストーション型歪補償増幅装置のブロック図である。

図5は、本発明の第1実施形態の第1変形例に係るプリディストーション型歪補償増幅装置を更に詳細に示すブロック図である。

- 図6は、本発明の第1実施形態の第2変形例に係るプリディストーション型歪補償増幅装置のブロック図である。

図7は、本発明の第1実施形態の第2変形例に係るプリディストーション型歪補償増幅装置を更に詳細に示すブロック図である。

図8は、本発明の第1実施形態の第3変形例に係るプリディストーション型歪補償増幅装置のブロック図である。

図 9 は、本発明の第 1 実施形態の第 3 変形例に係るプリディストーション型歪補償増幅装置を更に詳細に示すブロック図である。

図 10 は、本発明の第 2 実施形態に係るプリディストーション型歪補償増幅装置が適用される、無線送信機の送信部を示すブロック図である。

5 図 11 は、本発明の第 2 実施形態に係る無線送信機のブロック図である。

図 12 は、増幅器の入出力特性の一例を表す図である。

図 13 (a) は、エンベロープが基本波と 3 次成分とからなる信号波形を示す図である。

10 図 13 (b) は、信号波形を、増幅器で増幅した場合の出力波形の信号スペクトラムを示す図である。

図 14 (a) は、エンベロープが基本波と 3 次及び 5 次成分とからなる信号波形を示す図である。

図 14 (b) は、信号波形を、増幅器で増幅した場合の出力波形の信号スペクトラムを示す図である。

15 図 15 は、P D C 方式における通常の線形化の場合と本実施形態の線形化の場合との比較結果を示す図である。

図 16 は、C D M A 方式における通常の線形化の場合と本実施形態の線形化の場合との比較結果を示す図である。

20 図 17 は、本発明の第 2 実施形態の第 1 変形例に係るプリディストーション型歪補償増幅装置が適用される、無線送信機の送信部を示すブロック図である。

図 18 は、プリディストーションを用いた無線送受信機の一例を示す図である。

図 19 は、従来のプリディストーション回路の一例を示す図である。

図 20 は、入力信号の微分値又は積分値を用いたプリディストーション回路の一例を示す図である。

25 図 21 (a) は、等振幅な 2 波を入力した場合の信号波形の一例を示す図である。

図 21 (b) は、信号のスペクトラムを示す図である。

図 22 (a) は、信号波形を増幅器で増幅した場合の信号波形の一例を示す図である。

図 2 2 (b) は、信号のスペクトラムを示す図である。

図 2 3 は、線形化された増幅器の入出力特性を示す図である。

発明を実施するための最良の形態

5 (A) 本発明の第 1 実施形態の説明

図 1 は、本発明が適用される、無線送信機の送信部におけるプリディストーション型歪補償増幅装置のブロック図である。この図 1 に示す無線送信機 7 は、プリディストーション型歪補償増幅装置 9 と、アンテナ 1 3 とをそなえて構成されている。ここで、プリディストーション型歪補償増幅装置 9 は、外部回路から入
10 力されるデジタルのベースバンド信号（送信すべき信号）を予め増幅器 1 2 の入出力特性の逆特性を表す関数を用いて、送信すべき信号を歪ませてから増幅するものであって、信号処理部 8 と増幅器 1 2 とを有する。また、アンテナ 1 3 は、このプリディストーション型歪補償増幅装置 9 から出力される無線信号を送信するものである。これにより、図 1 の左側から入力された信号は、直接、増幅器 1
15 2 で増幅されて送信されるのではなく、信号処理部 8 にて、歪みを加えられて送信されるようになっている。なお、例えばアンテナ 1 3 は、受信機能をも有するものであるが、その詳細な説明を省略する。同様に、以下の各実施形態及び各変形例中で説明するものであって、受信系の機能を有しているものについては、その受信機能に関する詳細な説明を省略し、すべて送信系の機能についてのみ言及
20 することとする。

この増幅器 1 2 は、送信すべき信号を増幅するものであり、信号処理部 8 は、この増幅器 1 2 の前段側に設けられ、送信すべき信号に含まれる振幅量のべき乗成分の係数情報を変える係数変更処理を行なって処理信号（プリディストーション信号）を出力しうるものである。ここで、増幅器 1 2 は、電力増幅器を意味し
25 、また、以下の説明中では、増幅とは、電力増幅の意味で使用することとする。

この振幅量とは、具体的には、信号の振幅の大きさ $x(t)$ （以下、 x と略記する）をいい、また、振幅量のべき乗成分とは、振幅量 x の 3 乗項 $A_3 \cdot x^3$ や 5 乗項 $A_5 \cdot x^5$ をいう。さらに、係数情報とは、これらのべき乗成分の係数 A_3 、 A_5 であって、位相成分も含む複素数をいう。以下の各実施形態及び各変形例

においても、同様な意味で使用する。なお、以下の説明中で、べき乗を、例えば 3 次又は 3 乗と称するが、これらは同一の内容を意味して使用するものとする。

図 2 は、本発明の第 1 実施形態に係るプリディストーション型歪補償増幅装置 9 のブロック図である。この図 2 に示すプリディストーション型歪補償増幅装置 9 は、信号処理部 8 と、増幅器 12 とをそなえて構成されている。ここで、信号処理部 8 は、送信すべき信号に含まれる振幅量の奇数次のべき乗成分の寄与が小さくなるように処理信号を出力しうる信号振幅変更処理部 10 として構成され、この信号振幅変更処理部 10 は、奇数乗（奇数次）成分計算部 14 と、係数テーブル（係数情報出力部）15 と、乗算部 16 と、加算部 17 と、D/A 変換部 11 とをそなえて構成されている。

ここで、奇数次成分計算部 14 は、送信すべき信号に含まれる振幅量の奇数次のべき乗成分を抽出して出力するものであり、ソフトウェア処理によって、送信すべき信号から、その成分を抽出する。なお、この奇数次成分計算部 14 は、後述するように、3 乗成分計算部 14a、14b から構成されている。

そして、係数テーブル（係数情報出力部）15 は、外部からの信号により複数の係数情報の中から 1 つを選択して出力しうるものであり、書き換え可能なメモリ、例えば RAM (Random Access Memory) や、フラッシュ ROM (Flash Read Only Memory) 等が用いられる。そして、この係数情報の値は、目標とする出力電力に応じた係数情報が格納されている。また、後述するように、この係数テーブル 15 は、係数テーブル 15a、15b から構成されている。

出力電力を、変更する場合には、目標とする出力電力に応じた係数情報が参照されて乗算される。この参照頻度は、その平均出力電力を切り換える時間単位であって、メモリの参照間隔は送信信号の速度とは関係ないため、比較的アクセス速度の遅いメモリでも回路を作ることができる。従って、係数テーブル 15 が、高速に動作する必要がなくなる。

さらに、乗算部 16 は、奇数次成分計算部 14 から出力される信号と、係数テーブル 15 からの係数情報とを乗算して減衰信号を出力するものであり、後述するように、この乗算部 16 も、各奇数次成分ごとに複数の部分から構成されている。また、例えばソフトウェアによって、この機能は発揮される。

加算部 17 は、乗算部 16（後述するように複数の乗算部）から出力される減衰信号を上記送信すべき信号から差し引いて出力するものである。そして、これらは、例えばソフトウェアによって、その機能が発揮される。

D/A変換部 11 は、加算部 17 から出力されるデジタル信号をアナログ信号 5 号に変換して出力するものである。

そして、これらにより、この信号振幅変更処理部 10 において、入力された信号（送信すべき信号）は、奇数次成分計算部 14 にて、増幅器 12 に入力する送信すべき信号に含まれる振幅量の奇数次のべき乗値が計算され、乗算部 16 にて、その計算値に係数情報が重み付けされて逆相にされた減衰信号が出力される。さらに、加算部 17 にて、その重み付けされた値が、入力信号に加えられて、処理信号として出力され、この処理信号は、増幅器 12 に入力されて送信されるのである。

すなわち、入力信号のべき乗の歪成分が計算で求められ、その値の逆相に係数情報が乗算されたものが、入力信号に加算されて増幅器 12 に入力される。これによって、増幅器 12 に入力される信号から、奇数次のべき乗成分が取り除かれて、出力信号に含まれる隣接チャネル漏洩電力が低減されるようになる。

また、係数情報は、増幅器 12 が送信しようとしている平均出力電力によって決まり、その参照頻度は、その平均出力電力を切り換える時間単位であるので、係数テーブル 15 が、高速に動作する必要がなくなる。

ここで、奇数次成分計算部 14 をより詳細に示すと図 3 のようになる。図 3 は、本発明の第 1 実施形態に係るプリディストーション型歪補償増幅装置 9 を更に詳細に示すブロック図である。奇数次成分計算部 14（図 2 参照）は、3 乗成分計算部 14a、14b（図 3 参照）からなり、また、計数テーブル 15（図 2 参照）は、係数テーブル 15a、15b（図 3 参照）からなり、さらに、乗算部 16（図 2 参照）は、乗算部 16a、16b からなる。

また、この図 3 に示す加算部 17、D/A 変換部 11、増幅器 12 はそれぞれ上述したものと同一なものであるので、更なる説明を省略する。

ここで、サブ奇数次成分計算部 27a は、送信すべき信号に含まれる振幅量の 3 乗（3 次）成分のべき乗成分を抽出して出力するものであって、3 乗成分計算

部 1 4 a, 係数テーブル 1 5 a, 乗算部 1 6 a をそなえて構成されている。ここで、3 乗成分計算部 1 4 a は、送信すべき信号に含まれる振幅量の 3 乗成分を抽出するものであり、係数テーブル 1 5 a は、外部からの信号により複数の係数情報の中から 1 つを選択して出力しうるものであり、また、乗算部 1 6 a は、3 乗成分計算部 1 4 a から出力される信号と係数テーブル 1 5 a からの係数情報とを乗算して減衰信号を出力するものである。

同様に、サブ奇数次成分計算部 2 7 b は、送信すべき信号に含まれる振幅量の 5 乗 (5 次) 成分のべき乗成分を抽出して出力するものであって、5 乗成分計算部 1 4 b, 係数テーブル 1 5 b, 乗算部 1 6 b をそなえて構成されている。ここで、5 乗成分計算部 1 4 b は、送信すべき信号に含まれる振幅量の 5 乗成分を抽出するものであり、係数テーブル 1 5 b は、外部からの信号により複数の係数情報の中から 1 つを選択して出力しうるものであり、また、乗算部 1 6 b は、5 乗成分計算部 1 4 b から出力される信号と係数テーブル 1 5 b からの係数情報とを乗算して減衰信号を出力するものである。

これらの、サブ奇数次成分計算部 2 7 a, 2 7 b は、例えばソフトウェアによりその機能が発揮される。また、係数テーブル 1 5 a, 1 5 b は、実体的には、上述した係数テーブル 1 5 内の各領域である。

なお、図示はしないが、この図 3 に示す信号振幅変更処理部 1 0 内の奇数次成分計算部 1 4 は、7 乗用のサブ奇数次成分計算部 (図示省略), 9 乗用のサブ奇数次成分計算部 (図示省略) …を増設することできる。これは、精度を高めるために、7 乗, 9 乗…のような高次の成分を計算するためである。その場合、7 乗用のサブ奇数次成分計算部も、7 乗成分計算部, 7 乗用係数テーブル, 7 乗用の乗算部をそなえて構成される。また、9 乗用のサブ奇数次成分計算部も、9 乗成分計算部, 9 乗用係数テーブル, 9 乗用乗算部をそなえて構成される。これら 7 乗成分計算部, 9 乗成分計算部はそれぞれ、上記の 3 乗成分計算部 1 4 a と同一の機能を有し、また、7 乗用係数テーブル, 9 乗用係数テーブルもそれぞれ、上記の係数テーブル 1 5 a と同一の機能を有するので、更なる説明を省略する。さらに、7 乗用乗算部, 9 乗用乗算部もそれぞれ、上記の乗算部 1 6 a と同一なので更なる説明を省略する。

次に、このプリディストーション型歪補償増幅装置 9 内での信号の流れを、式 (7) から式 (11) を用いて説明する。増幅器 12 の振幅関数 f が、式 (7) で表されているとする。ここで、 $M_1(t)$ は、変調波の振幅の大きさ (送信すべき信号の振幅量 x に相当)、 G は増幅器 12 のゲイン、 A_n は n 次の係数情報である。なお、 $\sum_{n=1}^{\infty}$ は、 n に関して 1 から無限大までの総和を表す。

$$5 \quad f[M_1(t)] = G(\sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot M_1(t)^n) \quad \cdots (7)$$

位相歪が少ない場合、隣接チャネル漏洩電力 ACP は、式 (8) で表される。

$$ACP = P_1(t) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} B_n[M_1(t)] \quad \cdots (8)$$

ここで、 $P_1(t)$ は、増幅器 12 に入力する信号波形であり、 $B_n[M_1(t)]$ は 10 n 次の係数情報である。この $B_n[M_1(t)]$ は入力する変調波の振幅の大きさ $M_1(t)$ の関数となっており、送信すべき信号の振幅量 x に相当する。 $B_n[M_1(t)]$ の値は、変調方式が決定されると A_n を用いて、解析的に求めることができる。例えば、QPSK (Quadrature Phase Shift Keying 又は Quadri Phase Shift Keying) 変調の場合、式 (9) のように求められる。

$$15 \quad ACP = [(3/4)A_3x^2 + (1/2)A_5x^4 + \cdots] P_1(t) \quad \cdots (9)$$

ここで、 A_3, A_5 はそれぞれ、 x の 3 次、5 次の係数情報である。また、実際には、これらの A_3, A_5 は、位相歪みもあるので、位相情報も含むので複素数となる。さらに、これらの値は平均出力電力によって決まり、出力が一定の増幅器 12 の場合は、この値で実用上十分である。

20 従って、この値を予め入力信号から引いておくことにより、隣接チャネル漏洩電力を低減させることができる。すなわち、サブ奇数次成分計算部 27a、27b (図 3 参照) にて、それぞれ、3 次、5 次の項は、係数情報が重み付けされ、そして、変形された (プリディストーション処理された) I_{PD} 、 Q_{PD} 信号はそれぞれ、式 (10)、(11) で表される。

$$25 \quad I_{PD} = \{1 - (3/4)A_3x^2 - (1/2)A_5x^4 - \cdots\} \cdot I \quad \cdots (10)$$

$$Q_{PD} = \{1 - (3/4)A_3x^2 - (1/2)A_5x^4 - \cdots\} \cdot Q \quad \cdots (11)$$

すなわち、これらの式 (10)、(11) から、振幅量の奇数次のべき乗成分の寄与が小さくなるようになっている。

このような構成により、このプリディストーション型歪補償増幅装置 9 に入力

されたベースバンド信号の流れは、次のようになる。

- まず、サブ奇数次成分計算部 27 a 内の 3 乗成分計算部 14 a にて、送信すべき信号に含まれる振幅量 x の 3 乗成分 $A_3 \cdot x^3$ が抽出され、乗算部 16 a にて、係数テーブル 15 a から出力された係数情報と、3 乗成分計算部 14 a から出力された信号とが乗算されて減衰信号が出力される。同様に、サブ奇数次成分計算部 27 b 内の 5 乗成分計算部 14 b にて、送信すべき信号に含まれる振幅量 x の 5 乗成分 $A_5 \cdot x^5$ が抽出され、乗算部 16 b にて、係数テーブル 15 b から出力された係数情報と、5 乗成分計算部 14 b から出力された信号とが乗算されて減衰信号が出力される。そして、加算部 17 にて、各サブ奇数次成分計算部 27 a, 27 b からそれぞれ出力された減衰信号が、元の送信すべき信号から、差し引かれ、これら 3 乗、5 乗の成分の寄与が小さくなるように出力される。さらに、D/A 変換部 11 にて、加算部 17 から出力されたデジタル信号がアナログ信号に変換され、増幅器 12 にて電力増幅されてから、アンテナ 13 (図 1 参照) から送信される。
- このようにして、スプリアス信号で問題となる、信号の奇数のべき乗の歪成分を計算で求め、その信号を逆相にして係数情報を乗算して入力信号に加算して増幅器 12 に入力することによって、増幅器 12 の隣接チャネル漏洩電力が低減される。従って、外付けの線形な特性を有する RF 回路が不要となり、回路規模を小型化することができるので、低消費電力化や携帯電話機等のコンパクト化に寄与できるようになる。

また、出力電力を変える場合に、目標とする出力電力に応じた係数情報が係数テーブル 15 a, 15 b のメモリによって参照されて重み付けされ、その参照頻度は、平均出力電力を切り換える時間単位なので、メモリの参照間隔は信号の速度とは関係なく、比較的アクセス速度の遅いメモリでも回路を作ることができる。

(A 1) 本発明の第 1 実施形態の第 1 変形例の説明

上述した信号処理部 8 の構成は、別の構成とすることもできる。以降、第 1 変形例から第 3 変形例に、上記の信号処理部 8 の変形態様を説明する。

図 4 は、本発明の第 1 実施形態の第 1 変形例に係るプリディストーション型歪補償増幅装置 9 a のブロック図である。この図 4 に示すプリディストーション型

歪補償増幅装置 9 a は、信号処理部 8 a と、増幅器 1 2 とをそなえて構成されている。ここで、信号処理部 8 a は、信号振幅変更処理部 1 0 と、制御部 2 0 とをそなえて構成されている。

- この信号振幅変更処理部 1 0 は、上述したように、送信すべき信号に含まれる
- 5 振幅量の奇数次のべき乗成分の寄与が小さくなるように処理信号を出力するものであって、奇数次成分計算部 1 4 と、係数テーブル 1 5 と、乗算部 1 6 と、加算部 1 7 と、D/A 変換部 1 1 とをそなえて構成されている。そして、奇数次成分計算部 1 4 にて、送信すべき信号から、振幅量の奇数次の成分が抽出されて、その値から計算された信号が出力され、その出力信号に逆相にした係数情報が乗算
- 10 された減衰信号が出力されるようになっている。なお、奇数次成分計算部 1 4 以外の、係数テーブル 1 5、乗算部 1 6、加算部 1 7、D/A 変換部 1 1 はそれぞれ、上述したものと同一であるので、更なる説明を省略する。さらに、増幅器 1 2 も、上述したものと同一であるので、更なる説明を省略する。

- また、制御部 2 0 は、処理信号の大きさを可変的に調節して増幅器 1 2 に入力
- 15 するとともに、信号振幅変更処理部 1 0 に、奇数次のべき乗成分の係数情報を選択するための第 1 アドレス信号を入力しうるものであって、可変減衰部 1 9 と、出力電力制御部 1 8 とをそなえて構成されている。

- ここで、可変減衰部 1 9 は、出力電力制御部 1 8 により処理信号の大きさを可変的に調節して増幅器 1 2 に入力しうるものであり、例えば可変抵抗器によって
- 20 、この機能は発揮される。

- さらに、出力電力制御部 1 8 は、可変減衰部 1 9 を制御するとともに信号振幅変更処理部 1 0 に係数情報を選択するための第 1 アドレス信号を入力しうるものであり、例えばソフトウェアにより、この機能は発揮される。また、この出力電力制御部 1 8 は、主制御部（図示せず）から適当なタイミングで、信号振幅変更
- 25 処理部 1 0 内の係数テーブル 1 5 に、第 1 アドレス信号を入力し、係数テーブル 1 5 から適切な係数情報が出力されるようになっている。なお、この係数情報は、増幅器 1 2 が送信しようとしている平均出力電力によって、決まるものであり、また、係数テーブル 1 5 は、サンプリング間隔毎のように高速に動作していなくともよい。

また、信号振幅変更処理部 10 をより詳細に示すと図 5 のようになる。図 5 は、本発明の第 1 実施形態の第 1 変形例に係るプリディストーション型歪補償増幅装置 9 a を更に詳細に示すブロック図である。この図 5 に示すプリディストーション型歪補償増幅装置 9 a は、信号処理部 8 a と、増幅器 12 とからなり、この信号処理部 8 a 内の信号振幅変更処理部 10 は、サブ奇数次成分計算部 27 a、27 b と、加算部 17 と、D/A 変換部 11 とをそなえて構成されている。

このサブ奇数次成分計算部 27 a は、3 乗成分計算部 14 a、係数テーブル 15 a、乗算部 16 a をそなえて構成されており、また、サブ奇数次成分計算部 27 b は、5 乗成分計算部 14 b、係数テーブル 15 b、乗算部 16 b をそなえて構成されている。これらのものは、上述したものと同一のものであるので、更なる説明を省略する。

なお、7 乗、9 乗…のような高次の成分を計算して、精度を高めるために、この図 5 に示す信号振幅変更処理部 10 は、7 乗用のサブ奇数次成分計算部（図示せず）、9 乗用のサブ奇数次成分計算部（図示せず）…を増設することできる。

その場合、7 乗用のサブ奇数次成分計算部も、7 乗成分計算部、7 乗用係数テーブル、7 乗用の乗算部をそなえて構成され、また、9 乗用のサブ奇数次成分計算部も、9 乗成分計算部、9 乗用係数テーブル、9 乗用乗算部をそなえて構成される。これら 7 乗成分計算部、9 乗成分計算部はそれぞれ、上記の 3 乗成分計算部 14 a と同一の機能を有し、また、7 乗用係数テーブル、9 乗用係数テーブルもそれぞれ、上記の係数テーブル 15 a と同一の機能を有するので、更なる説明を省略する。さらに、7 乗用乗算部、9 乗用乗算部もそれぞれ、上記の乗算部 16 a と同一なので更なる説明を省略する。

また、この図 5 において、これらのもので上述したものと同一の符号を有するものは、上述したものと同一のもの又は同一の機能を有するものであるので、更なる説明を省略する。

これにより、信号振幅変更処理部 10 に入力された送信すべき信号は、サブ奇数次成分計算部 27 a 内の 3 乗成分計算部 14 a にて、その信号に含まれる振幅量の 3 次のべき乗成分の値が計算され、乗算部 16 a にて、その計算された値に係数情報が乗算された信号が出力される。同様に、サブ奇数次成分計算部 27 b

内の５乗成分計算部１４ｂにて、その信号に含まれる振幅量の５次のべき乗成分の値が計算され、乗算部１６ｂにて、その計算された値に係数情報が乗算された信号が出力される。そして、加算部１７にて、乗算部１６ａ、１６ｂのそれぞれから出力される重み付けされた信号と、入力信号とが加算されて、処理信号として出力され、その処理信号は、Ｄ／Ａ変換部１１にて、デジタル・アナログ変換される。さらに、その信号は、制御部２０内の可変減衰部１９にて、適切な大きさに調整され、増幅器１２に入力された後、アンテナ１３（図１参照）から送信されるようになっている。

このような構成により、送信すべき信号に含まれる振幅量の奇数次のべき乗成分の寄与が小さくされるとともに、増幅器１２での出力電力の大きさが制御される。すなわち、送信すべき信号のべき乗の歪成分が計算で求められ、それを逆相にした係数情報を乗算された信号が、入力信号から減算される。

また、出力電力の大きさは、主制御部（図示せず）の命令により、出力電力制御部１８から出力される制御信号で調節され、可変減衰部１９にて、処理信号は、適度な大きさに調整され、増幅器１２に入力される。ここで、出力電力の大きさを変える場合には、目標とする出力電力に応じた係数情報が係数テーブル１５（又は１５ａ、１５ｂ）によって参照されて重み付けされる。

このようにして、スプリアス信号で問題となる、隣接チャネル漏洩電力が低減される。従って、外付けの線形な特性を有するＲＦ回路が不要となり、回路規模を小型化できるようになる。これから、低消費電力化や携帯電話機等のコンパクト化に寄与でき、また、係数テーブル１５（又は１５ａ、１５ｂ）の参照頻度が平均出力電力を切り換える時間単位なので、比較的アクセス速度の遅いメモリでも回路を作ることができる。

（Ａ２）本発明の第１実施形態の第２変形例の説明

図６は、本発明の第１実施形態の第２変形例に係るプリディストーション型歪補償増幅装置９ｂのブロック図である。この図６に示すプリディストーション型歪補償増幅装置９ｂは、信号処理部８ｂと、増幅器１２とをそなえて構成されている。また、増幅器１２の出力側に検出部２２が設けられている。そして、この信号処理部８ｂは、信号振幅変更処理部１０と、制御部２０とをそなえるととも

に、振幅情報比較部 2 1 と、A/D 変換器 2 3 とをそなえて構成されている。

ここで、信号振幅変更処理部 1 0 は、上述したように、送信すべき信号に含まれる振幅量の奇数次のべき乗成分の寄与が小さくなるように、処理信号を出力するものであって、奇数次成分計算部 1 4 と、係数テーブル 1 5 と、乗算部 1 6 と、
5 加算部 1 7 と、D/A 変換部 1 1 とをそなえて構成されている。これらのものは、上述したものと同様であるので、更なる説明を省略する。そして、奇数次成分計算部 1 4 にて、送信すべき信号から、振幅量の奇数次の成分が抽出されて、その値から計算された信号が出力され、その出力信号に逆相にした係数情報を乗算された減衰信号が出力されるようになっている。

- 10 また、制御部 2 0 も、上述したように、処理信号の大きさを可変的に調節して増幅器 1 2 に入力するとともに信号振幅変更処理部 1 0 に奇数次のべき乗成分の係数情報を選択するための第 1 アドレス信号を入力しうるものであって、可変減衰部 1 9 と、出力電力制御部 1 8 とをそなえて構成されている。これらの機能は、上述したものと同一であるので、更なる説明を省略する。そして、この出力電力
15 制御部 1 8 は、主制御部（図示せず）から適当なタイミングで、信号振幅変更処理部 1 0 内の係数テーブル 1 5 に、第 1 アドレス信号を入力し、係数テーブル 1 5 から適切な係数情報が出力されるようになっている。なお、この係数情報は、増幅器 1 2 が送信しようとしている平均出力電力によって、決まるものである。また、係数テーブル 1 5 は、高速に動作してなくともよい。

- 20 さらに、A/D 変換器 2 3 は、アナログ信号をデジタル信号に変換させるものである。

また、振幅情報比較部 2 1 は、送信すべき信号と増幅器 1 2 から出力される信号とから信号振幅変更処理部 1 0 に第 1 選択信号を入力しうるものであり、入力
振幅計算部 2 1 a と、出力振幅計算部 2 1 c と、比較・書換部 2 1 b とをそなえ

- 25 て構成されている。

ここで、入力振幅計算部 2 1 a は、送信すべき信号からその振幅量を抽出して入力振幅情報を出力するものであり、出力振幅計算部 2 1 c は、増幅器 1 2 から出力される信号からその振幅量を抽出して出力振幅情報を出力するものである。

また、比較・書換部 2 1 b は、これらの出力振幅情報と入力振幅情報との誤差

に於いて、信号振幅変更処理部 10 に第 1 選択信号を入力しうるものである。そして、この比較・書換部 21b は、入力振幅情報が出力振幅情報よりも小さいときは、係数テーブル 15 の係数情報が大きくなるよう書き換えられるべく、信号振幅変更処理部 10 に第 1 選択信号を入力し、また、入力振幅情報が出力振幅情報よりも大きいときは、係数テーブル 15 の係数情報が小さくなるよう書き換えられるべく、信号振幅変更処理部 10 に第 1 選択信号を入力するようになっている。このようにして、メモリの誤差が補正されるのである。

さらに、検出部 22 は、増幅器 12 の出力信号の大きさをモニタするもので、増幅器 12 で増幅された信号のゲインを下げて出力するものであって、この機能は方向性結合器 22a を利用することで発揮されている。この方向性結合器 22a は、増幅器 12 で増幅された信号のゲインを例えば 20 dB 程度落として、出力しうるものであり、50 Ω の出力終端抵抗 22b が接続されている。なお、この検出部 22 は、方向性結合器 22a を利用しているが、これに限らずに、他の検出方法を用いてもよい。

これにより、検出部 22 から出力される信号は、A/D 変換器 23 にて、A/D 変換されてから、出力振幅計算部 21c へ入力され、出力信号の大きさがモニタリングされる。すなわち、入力の一部が分岐され、増幅器 12 の出力の一部が分岐され、比較・書換部 21b にて、これらの入力の一部と出力の一部とが比較されて、それらの誤差が大きい場合には、第 1 選択信号が出力されて係数テーブル 15 が書き換えられて、温度変化や経時変化などによる増幅器 12 の特性変化に対応できるようになる。また、ここで、メモリの誤差を補正する目的なので、係数テーブル 15 へのアクセスは、信号のサンプル時間よりも長い間隔で十分である。

信号振幅変更処理部 10 をより詳細に示すと図 7 のようになる。図 7 は、本発明の第 1 実施形態の第 2 変形例に係るプリディストーション型歪補償増幅装置 9b を更に詳細に示すブロック図である。この図 7 に示す信号処理部 8b 内の信号振幅変更処理部 10 は、加算部 17、D/A 変換部 11 のほか、サブ奇数次成分計算部 27a、27b を有する。

このサブ奇数次成分計算部 27a は、3 乗成分計算部 14a、係数テーブル 1

5 a, 乗算部 1 6 a をそなえて構成されており、また、サブ奇数次成分計算部 2 7 b は、5 乗成分計算部 1 4 b, 係数テーブル 1 5 b, 乗算部 1 6 b をそなえて構成されている。これらのものは、上述したものと同一のものであるので、更なる説明を省略する。

- 5 なお、7 乗, 9 乗…のように高次の成分を計算して精度を高めることができるように、この図 7 に示す信号振幅変更処理部 1 0 は、7 乗用のサブ奇数次成分計算部（図示せず）、9 乗用のサブ奇数次成分計算部（図示せず）…を増設することもできる。その場合、7 乗用のサブ奇数次成分計算部も、7 乗成分計算部、7 乗用係数テーブル、7 乗用の乗算部をそなえて構成され、9 乗用のサブ奇数次成分計算部も、9 乗成分計算部、9 乗用係数テーブル、9 乗用乗算部をそなえて構成される。これら 7 乗成分計算部、9 乗成分計算部はそれぞれ、上記の 3 乗成分計算部 1 4 a と同一の機能を有し、また、7 乗用係数テーブル、9 乗用係数テーブルもそれぞれ、上記の係数テーブル 1 5 a と同一の機能を有するので、更なる説明を省略する。さらに、7 乗用乗算部、9 乗用乗算部もそれぞれ、上記の乗算部 1 6 a と同一なので更なる説明を省略する。

また、この図 7 において、これらのもので上述したものと同一の符号を有するものは、上述したものと同一のもの又は同一の機能を有するものであるので、更なる説明を省略する。

- これにより、信号振幅変更処理部 1 0 にて、増幅器 1 2 に入力する送信信号に含まれる振幅量の 3 次、5 次のべき乗値がそれぞれ計算されてから、その計算された値に係数情報が乗算されて重み付けされ、その重み付けされた値が、加算部 1 7 にて入力信号に加えられて、処理信号となる。そして、制御部 2 0 内の可変減衰部 1 9 にて、この処理信号は、減衰されて、増幅器 1 2 に入力されて送信される。

- 25 また、出力振幅計算部 2 1 c にて、増幅器 1 2 からの出力信号の振幅量の大きさが計算されて出力振幅情報が出力される一方、入力振幅計算部 2 1 a にて、送信すべき信号の振幅量の大きさが抽出されて入力振幅情報が出力され、これらの出力振幅情報と入力振幅情報とが、比較・書換部 2 1 b にて比較される。そして、この比較・書換部 2 1 b は、これらの出力振幅情報と入力振幅情報との誤差に応

じ、入力振幅情報が出力振幅情報よりも小さいときは、信号振幅変更処理部 10 内の係数テーブル 15（又は 15a, 15b）の係数情報が大きくなるよう書き換えられるべく、第 1 選択信号を入力し、また、入力振幅情報が出力振幅情報よりも大きいときは信号振幅変更処理部 10 内の係数テーブル 15（又は 15a, 15b）の係数情報が小さくなるよう書き換えられるべく、第 1 選択信号を入力するようになっている。なお、図 7 に示すように、第 1 選択信号が、係数テーブル 15a, 15b に、次数毎に入力されている。

このような構成により、信号の奇数のべき乗の歪成分が計算で求められ、それを逆相にして係数情報が乗算され入力信号に加算されて、これが、増幅器 12 に入力され、送信すべき信号に含まれる振幅量の奇数次のべき乗成分の寄与が小さくなる。

また、一方、増幅器 12 での出力電力の大きさが制御され、その出力電力の大きさは、主制御部（図示せず）の命令により、出力電力制御部 18 から出力される制御信号で調節される。すなわち、可変減衰部 19 にて、処理信号は、適度な大きさに調整され、増幅器 12 に入力される。さらに、出力電力の大きさを変え場合には、目標とする出力電力に応じた係数情報が係数テーブル 15（又は 15a, 15b）によって参照されて重み付けされる。

さらに、入力の一部と、増幅器 12 の出力の一部とが比較されて、入力が小さいときは、係数情報を大きくし、入力が大きいときは、係数情報を小さくするよう、係数テーブル 15（又は 15a, 15b）が書き換えられて、出力される値が補正される。

このようにして、スプリアス信号で問題となる、送信チャネルの隣接チャネル漏洩電力が低減される。また、外付けの RF 回路が不要な歪補償回路を作ることができるになり、これから、低消費電力化や携帯電話機等のコンパクト化に寄与できるようになる。

さらに、入出力信号の振幅量の大きさを比較することにより、メモリの誤差が補正されるので、係数テーブル 15（又は 15a, 15b）へのアクセスが、信号のサンプル時間よりも長い間隔となり、比較的アクセス速度の遅いメモリでも回路を作ることができるようになる。

(A3) 本発明の第1実施形態の第3変形例の説明

図8は、本発明の第1実施形態の第3変形例に係るプリディストーション型歪補償増幅装置9cのブロック図である。この図8に示すプリディストーション型歪補償増幅装置9cは、信号処理部8cと、増幅器12とをそなえて構成されている。また、検出部22が増幅器12の出力側に設けられている。この信号処理部8cは、信号振幅変更処理部10aと、制御部20と、振幅情報比較部21と、微分・積分係数情報付加部26と、A/D変換器23とをそなえて構成されている。

ここで、信号振幅変更処理部10aは、送信すべき信号に含まれる振幅量の奇数次のべき乗成分の寄与が小さくなるように処理信号を出力しうるものであり、奇数次成分計算部14、係数テーブル15、乗算部16、加算部17、D/A変換部11をそなえるほか、加算部17の出力側に乗算部25が設けられている点異なる。この乗算部25は、加算部17から出力される信号と、微分・積分係数情報付加部26から出力される第2係数情報とを乗算して、処理信号として出力するものである。さらに、奇数次成分計算部14をより詳細に示すと図9のようになる。

図9は、本発明の第1実施形態の第3変形例に係るプリディストーション型歪補償増幅装置9cを更に詳細に示すブロック図である。この図9に示す信号振幅変更処理部10aは、加算部17、D/A変換部11、乗算部25をそなえるほか、サブ奇数次成分計算部27a、27bをそなえて構成されている。ここで、加算部17、D/A変換部11、乗算部25は、上述したものと同一であるので、更なる説明を省略する。

なお、演算の精度を高めるために、信号振幅変更処理部10aは、7乗用のサブ奇数次成分計算部(図示省略)、9乗用のサブ奇数次成分計算部(図示省略)を増設することもできる。その場合、7乗用のサブ奇数次成分計算部は、7乗成分計算部、7乗用係数テーブル、7乗用の乗算部をそなえて構成され、また、9乗用のサブ奇数次成分計算部も、9乗成分計算部、9乗用係数テーブル、9乗用乗算部をそなえて構成される。これら7乗成分計算部、9乗成分計算部はそれぞれ、上記の3乗成分計算部14aと同一の機能を有し、また、7乗用係数テーブ

ル、9乗用係数テーブルもそれぞれ、上記の係数テーブル15aと同一の機能を有するので、更なる説明を省略する。さらに、7乗用乗算部、9乗用乗算部もそれぞれ、上記の乗算部16aと同一なので更なる説明を省略する。

- すなわち、信号振幅変更処理部10aにおいて、3次成分計算部14aから出力される信号に、逆相にした係数情報が、乗算部16aにて乗算されて、また、5次成分計算部14bから出力される信号に、逆相にした係数情報が、乗算部16bにて乗算される。そして、これら、乗算器16a、16bの出力が、信号振幅変更処理部10aの加算部17にて、演算されて減衰信号が出力され、さらに、その減衰信号は、微分・積分係数情報付加部26から入力される第2係数情報を乗算されて、処理信号が出力されるようになっている。

一方、微分・積分係数情報付加部26は、送信すべき信号の振幅量から第1微分・積分情報を計算するとともに増幅器12から出力される信号の振幅量から第2微分・積分情報を計算して、上記第1微分・積分情報と上記第2微分・積分情報とから信号振幅変更処理部10aに第2係数情報を入力しうるものである。

- ここで、微分・積分情報とは、信号の振幅量の大ききの差分値のような微係数や、一定時間内での信号の振幅量の積分値あるいはそれらを組み合わせたものである。

- また、第2係数情報とは、微分・積分係数情報付加部26から出力される係数情報を意味し、増幅器12のバイアス回路（図示せず）や、電源回路のバイアス回路（図示せず）や、整合回路の高周波近傍の周波数特性を補償するのに用いることができる。なお、第2係数情報は、上述した係数テーブル15（又は15a、15b）から出力される係数情報とは、区別される。また、以下の説明でも、同様の意味で使用する。

- そして、この微分・積分係数情報付加部26は、第1微分・積分情報計算部26aと、第2微分・積分情報計算部26dと、第2係数テーブル（第2係数情報出力部）26cと、第2比較・書換部26bとをそなえて構成されている。

この第1微分・積分情報計算部26aは、送信すべき信号の振幅量から第1微分・積分情報を計算して出力するとともに、送信すべき信号の振幅量から第2係数テーブル26cへ第2アドレス信号を入力しうるものである。また、第2微分

・積分情報計算部 26 d は、増幅器 12 から出力される信号の振幅量から第 2 微分・積分情報を計算して出力するものである。

さらに、第 2 係数テーブル 26 c は、第 2 アドレス信号により複数の係数情報の中から 1 つを選択して信号振幅変更処理部 10 a に第 2 係数情報として出力するものである。

また、第 2 比較・書換部 26 b は、上記の第 1 微分・積分情報と上記の第 2 微分・積分情報との誤差に応じて第 2 係数情報を書き換えるものであり、第 2 比較・書換部 26 b は、第 1 微分・積分情報と第 2 微分・積分情報とを比較してその誤差が小さくなるように、第 2 係数情報を書き換えるようになっている。例えば、送信すべき信号及び増幅器 12 の出力信号の一部の信号から、それらの信号の振幅量の 2 乗の微係数の正負の絶対値が計算され、その誤差がなくなるように、第 2 係数情報が書き換えられる。なお、この書き換えの方法は、これ以外にも用いることが可能である。

これにより、微分・積分係数情報付加部 26 内の第 1 微分・積分情報計算部 26 a において、入力信号の振幅量の大きさの微係数または積分値が計算され、その微係数または積分値の大きさから決定される第 2 係数情報が、第 2 係数テーブル 26 c から、信号振幅変更処理部 10 a 内の乗算部 25 に入力される。そして、この乗算部 25 において、加算部 17 の出力における減衰信号と、第 2 係数情報とが乗算されて処理信号として出力されるのである。こうすることで、増幅器 12 のバイアス回路（図示せず）や、電源回路のバイアス回路（図示せず）や、整合回路の高周波近傍の周波数特性を補償するのに用いることができる。

また、図 8 及び図 9 において、上述したものと同一の符号を有するものは、上述したものと同一のもの又は同一の機能を有するものであるので、更なる説明を省略する。

これにより、信号振幅変更処理部 10 a にて、増幅器 12 に入力する送信信号に含まれる振幅量の奇数次のべき乗値が計算されてから、その計算された値に係数情報が乗算されて重み付けされ、その重み付けされた値が、入力信号に加えられて、加算部 17 からは処理信号として出力される。そして、制御部 20 内の可変減衰部 19 にて、この処理信号は、減衰されて、増幅器 12 に入力されて送信

される。

ここで、出力電力制御部 18 は、主制御部（図示せず）から適当なタイミングで、信号振幅変更処理部 10a 内の係数テーブル 15a、15b に、第 1 アドレス信号を入力し、係数テーブル 15a、15b から適切な係数情報が出力される。

- 5 5 なお、この係数情報は、増幅器 12 が送信しようとしている平均出力電力によって、決まるものであり、また、係数テーブル 15a、15b は、高速に動作して
いなくともよい。

- また、入力の一部が分岐されたものが、第 1 微分・積分情報計算部 26a へ入力されて、ここで、計算された値によって、第 2 係数情報が、第 2 係数テーブル
10 26c から、信号振幅変更処理部 10a 内に入力されて、乗算部 25 において、
加算部 17 からの処理信号と、第 2 係数情報とが乗算されて出力されるのである。
さらに、D/A 変換部 11 を介して、可変減衰部 19 で適当な大きさに調整されて、増幅器 12 へ入力されて、アンテナ 13（図 1 参照）から送信される。

- 一方、増幅器 12 の出力信号の一部は、検出部 22 にて、ゲインを落とされて
15 から、A/D 変換器 23 を介して、振幅情報比較部 21 と微分・積分係数情報付
加部 26 とに入力される。ここで、振幅情報比較部 21 にて、これらの入力の一
部と出力の一部とが比較されて、それらの誤差が大きい場合には、係数テーブル
15a、15b の係数情報が書き換えられる。

- さらに、微分・積分係数情報付加部 26 にて、入力の一部と、増幅器 12 の出
20 力信号の一部から、2 乗の微係数の正負の絶対値が計算され、その差がなくなる
ように、第 2 係数テーブル 26c の第 2 係数情報が書き換えられる。

- このような構成により、送信すべき信号に含まれる振幅量の奇数次のべき乗成分の寄与が小さくされるとともに、増幅器 12 での出力電力の大きさが制御されるのである。すなわち、送信すべき信号のべき乗の歪成分が計算で求められ、そ
25 れを逆相にした係数情報を乗算された信号が入力信号から減算される。また、その減算された値は、入力信号と出力信号とから検出される差に応じて補正されて、増幅器 12 に入力される。

そして、出力電力の大きさは、主制御部（図示せず）の命令により、出力電力制御部 18 から出力される制御信号で、適度な大きさに調整され、増幅器 12 に

入力される。この出力電力の大きさを変える場合には、目標とする出力電力に応じた係数情報が係数テーブル 15 a, 15 b によって参照されて重み付けされる。

- さらに、入力の一部と、増幅器 12 の出力の一部とが比較されて、入力が小さいときは、係数情報を大きくし、入力が大きいときは、係数情報を小さくするよう
- 5 5 うに、係数テーブル 15 a, 15 b から出力される値が補正される。

このようにして、スプリアス信号で問題となる、送信チャネルの隣接チャネル漏洩電力が低減される。また、外付けの RF 回路が不要な歪補償回路を作ることができるように、これから低消費電力化や、携帯電話機等のコンパクト化に寄与できるようになる。

- 10 さらに、このように、係数テーブル 15 a, 15 b と、第 2 係数テーブル 26 c とが書き換えられて、メモリの誤差が補正されるので、温度変化や経時変化などによる増幅器 12 の特性変化にも対応できるようになる。また、係数テーブル 15 a, 15 b と、第 2 係数テーブル 26 c とへのアクセスは、信号のサンプル時間よりも長い間隔で十分であるので、比較的アクセス速度の遅いメモリでも回
- 15 路を作ることができるようになる。

また、微分・積分係数情報付加部 26 は、入力信号の微分値、積分値又はその両方を使用した値と、出力信号の微分値、積分値又はその両方を使用した値とを比較して誤差が小さくなるように、第 2 係数テーブル 26 c を書き換えるので、温度変化や経時変化などによる増幅器 12 の特性変化にも対応できる。

- 20 また、このようにして、増幅器 12 のバイアス回路（図示せず）や、電源回路のバイアス回路（図示せず）や整合回路の高調波近傍の周波数特性が補償されるようになり、精度の向上が図れる。また、温度変化や経時変化等による、増幅器 12 の特性変化にも対応できる。

（B）本発明の第 2 実施形態の説明

- 25 図 10 は、本発明の第 2 実施形態に係るプリディストーション型歪補償増幅装置が適用される、無線送信機の送信部を示すブロック図である。この図 10 に示す無線送信機 7 b は、プリディストーション型歪補償増幅装置 9 d と、アンテナ 13 とをそなえて構成されている。

ここで、プリディストーション型歪補償増幅装置 9 d は、信号処理部 30 と、

増幅器 1 2 とを有し、この信号処理部 3 0 が、送信すべき信号に対して、増幅器 1 2 の入出力特性とは逆の特性を表す関数による処理を施したのち、係数変更処理を行ない、増幅器 1 2 の出力信号に奇数次成分が現れるように構成され、増幅器 1 2 が非飽和領域で動作するように構成されている。ここで、増幅器 1 2 が非飽和領域で動作する、とは増幅器 1 2 の入出力特性の非飽和領域の範囲で動作する、ことを意味するが、その詳細な点に関しては、後述する。そして、この信号処理部 3 0 は、非線形処理部 4 1 と、プリディストーション処理部 3 2 と、D/A 変換部 1 1 とをそなえて構成されている。

ここで、非線形処理部 4 1 は、送信すべき信号に対して、予め得られたその増幅器 1 2 の入出力特性とは逆の特性を表す関数による処理を施した後出力するのであり、プリディストーション処理部 3 2 は、この非線形処理部 4 1 にて処理された出力に、所定の係数情報を乗算して処理信号として出力するものであり、これらの非線形処理部 4 1、プリディストーション処理部 3 2 にて、デジタル処理が行なわれている。また、D/A 変換部 1 1 は、デジタル信号をアナログ信号に変換するものである。なお、増幅器 1 2 及びアンテナ 1 3 は、上述したものと同一のものであるので、更なる説明を省略する。

図 1 1 は、本発明の第 2 実施形態に係る無線送信機のブロック図である。この図 1 1 に示すプリディストーション処理部 3 2 は、非線形処理部 4 1 から出力される信号を周波数領域に変換した後所望の周波数成分を減衰させてその減衰させた信号を時間領域に逆変換して出力する周波数成分減衰部 3 3 と、周波数成分減衰部 3 3 から出力される信号と送信すべき信号とを比較して振幅量の奇数次のべき乗成分に、所望の係数情報を乗算して処理信号として出力する係数乗算部 3 4 (図 1 1 では多項式近似と表示されている) とをそなえて構成されている。

さらに、周波数成分減衰部 3 3 は、非線形処理部 4 1 から出力される信号を周波数領域に変換する高速フーリエ変換部 3 3 a と、所望の周波数成分を減衰させて出力するフィルタ 3 3 b と、減衰させた信号を時間領域に逆変換して出力する高速逆フーリエ変換部 3 3 c とをそなえて構成されている。

プリディストーション処理部 3 2 での非線形成分の係数情報の決定手法を、図 1 1 を用いて説明する。まず、 $y = Gx$ により、理想的な入力波形の変形を計算し

て、その隣接チャネル漏洩電力が大きくなるようにする（A 1 と付した棒参照）。次に、その変形された結果を F F T (Fast Fourier Transformation) を用いて周波数領域に変換し（A 2 と付した棒参照）、漏洩電力を低減させたい周波数の部分にフィルタをかけて減衰させ（A 3 と付した棒参照）、その結果を逆 F F T を用いて、時間領域に戻して、その時間波形を入力波形と比較して入出力を多項式で近似することによって係数情報を決定することができるのである。

図 1 2 は、増幅器 1 2 の入出力特性の一例を表す図である。この図 1 2 の横軸は入力電力（dB）、縦軸が出力電力（dB）であり、B 1 と付されたところが、非飽和領域であり、B 2 と付されたところが、飽和領域である。

- 10 ここで、非飽和領域で動作する、という意味は、次のようになる。図 1 2 に示す増幅器 1 2 の入出力特性では、飽和領域（B 2 参照）のような出力が変化する点（A 参照）では、不連続となる。そこで、増幅器 1 2 を線形化する場合の不連続点における高次の歪の影響をなくすために、線形化する際に、わずかに 3 乗、5 乗や奇数乗の非線形成分が残るように、最適化した入出力特性にすることによって、非飽和領域（B 1 参照）で動作するようにし、広帯域にスプリアスが広がらないようにする。

- 図 1 3（a）は、エンベロープが基本波と 3 次成分とからなる信号波形を示す図である。この図 1 3（a）に示すように、等振幅量の 2 波信号に 3 次成分信号を加えると、増幅器 1 2 で増幅した場合に、出力レベルが飽和を超えないような信号を作ることができる。この 3 次成分は信号を 3 乗することによって生成されるので、信号の 3 乗を適切な係数情報を乗算して元の信号に加えてやるようにする。

- 図 1 3（b）は、図 1 3（a）の信号波形を、図 1 2 の入出力特性の増幅器 1 2 で増幅した場合の出力波形の信号スペクトラムを示す図である。この図 1 3（b）に示すように、飽和領域を超えないので、広帯域なスプリアス成分が発生しない。すなわち、3 乗の非線形成分が残るように最適化した入出力特性にすることによって、広帯域にスプリアス成分が広がらないようになる。

図 1 4（a）は、エンベロープが基本波と 3 次及び 5 次成分とからなる信号波形を示す図である。この図 1 4（a）に示すように、等振幅量の 2 波信号に 3 次

及び 5 次成分信号を加えると、増幅器 12 で増幅した場合に、出力レベルが飽和領域を超えないような信号を作ることができる。この 3 次成分は信号を 3 乗することによって生成され、また、5 次成分は信号を 5 乗することによって生成されるので、信号の 3 乗と 5 乗とを適切な係数情報を乗算して元の信号に加えてやるようにする。

図 14 (b) は、図 14 (a) の信号波形を、図 12 の入出力特性の増幅器 12 で増幅した場合の出力波形の信号スペクトラムを示す図である。この図 14 (b) に示すように、広帯域なスプリアス成分が発生していない。すなわち、3 乗及び 5 乗の非線形成分が残るように、増幅器 12 の入出力特性を最適化することによって、飽和領域を超えないようになるのである。

これにより、図 11 において、入力されるベースバンド信号は、非線形処理部 41 において、予め得られたその増幅器 12 の入出力特性とは逆の特性を表す関数による処理が施されてから出力され、その出力信号は、周波数成分減衰部 33 にて、フィルタリングされて出力され、そして、係数乗算部 34 にて、入力されるベースバンド信号と、周波数成分減衰部 33 から出力される信号とが、比較されて、振幅量の奇数次のべき乗成分に所望の係数情報が乗算されて処理信号として出力され、D/A 変換部 11 を介して、増幅器 12 にて、電力増幅され、アンテナ 13 より無線送出されるのである (図 10 参照)。

上述の構成により、本実施形態では、増幅器 12 が非飽和領域で動作するような態様で利用される。この例として、PDC (Personal Digital Cellular Telecommunication System) 方式と、CDMA (Code Division Multiple Access: 符号分割多重接続) 方式との 2 方式を例にして、図 15 と図 16 とを用いて説明する。

まず、PDC 方式の携帯電話規格に適用した例は、次のようになる。すなわち、入出力特性 (図 12 参照) を、式 (12) のように変形する。

$$y = G(x - 9.5858 \times 10^{-3}x^3 + 6.2532 \times 10^{-3}x^5 - 2.0519 \times 10^{-4}x^7 + 2.5791 \times 10^{-6}x^9) \quad \dots (12)$$

ここで、 y は出力の変調波成分の大きさであり、 G は増幅器 12 の利得である。

図 15 に PDC 方式における通常の線形化の場合と本実施形態の線形化の場合

との比較結果を示す。図 1 5 の横軸は、増幅器 1 2 の出力電力であり、縦軸は、その出力電力での隣接チャネル漏洩電力を示しており、この図 1 5 に示す×印を付した曲線は、 $y=Gx$ による通常の変形の場合であり、○印を付した曲線は、式 (1 2) による場合である。×印を付した曲線よりも、○印を付した曲線の方が、

5 隣接チャネル漏洩電力を低減できる。

次に、CDMA 方式のように、周波数チャネルが近接した通信方式の場合は、式 (1 3) のようになる。なお、入出力特性は図 1 2 のようになっている。

$$y=G(x-3 \times 10^{-3}x^3) \quad \cdots (13)$$

図 1 6 に CDMA 方式における通常の変形化の場合と本実施形態の変形化の場合との比較結果を示す。この図 1 6 に示すように、 $y=Gx$ の変形を行なった場合よりも、隣接チャネル漏洩電力を低減させることができる。また、図 1 6 では、ACP1 については、劣化しているが、ACP1、2 を両方満たす出力は、本方式の方が大きくなっている。

このようにして、入力信号に、3 乗項の成分、5 乗項の成分、あるいは、これらの 3 乗項の成分、5 乗項の成分を加えたものを、増幅器 1 2 に入力することにより、増幅器 1 2 が飽和領域を超えないように動作させることができるので、図 1 2 のような入出力特性の増幅器 1 2 で増幅しても、広帯域にわたるスプリアス成分が発生しないようにできる。

また、外付けの線形な増幅特性を有する RF 回路が不要の歪補償が行なえるようになる。これから、回路規模の縮小化が図れ、低消費電力化や携帯電話機等のコンパクト化に寄与できるようになる。

(B 1) 本発明の第 2 実施形態の第 1 変形例の説明

図 1 7 は、本発明の第 2 実施形態の第 1 変形例に係るプリディストーション型歪補償増幅装置が適用される、無線送信機の送信部を示すブロック図である。この図 1 7 に示すプリディストーション型歪補償増幅装置 9 e は、プリディストーション型歪補償増幅装置 9 d (図 1 0 参照) に、微分・積分係数情報付加部 2 6 を付加した構成となっている。すなわち、このプリディストーション型歪補償増幅装置 9 e は、信号処理部 3 0 と、増幅器 1 2 と、微分・積分係数情報付加部 2 6 とをそなえて構成されている。また、検出部 2 2 が、増幅器 1 2 の出力側に接

続されている。

ここで、信号処理部 30 は、送信すべき信号に対して、増幅器 12 の入出力特性とは逆の特性を表す関数による処理を施したのち、係数変更処理を行ない、増幅器 12 の出力信号に奇数次成分が現れるように構成され、増幅器 12 が非飽和領域で動作するように構成されている。また、この信号処理部 30 内の、非線形処理部 41、プリディストーション処理部 32、D/A 変換部 11 は、第 1 実施形態、第 2 実施形態にて説明したものと同一のものであるので、更なる説明を省略する。加えて、増幅器 12、検出部 22 も上述したものと同一のものであるので、更なる説明を省略する。

また、微分・積分係数情報付加部 26 は、増幅器 12 から出力される信号の振幅量から第 1 微分・積分情報を計算するとともに送信すべき信号の振幅量から第 2 微分・積分情報を計算して、上記第 1 微分・積分情報と上記第 2 微分・積分情報とから、信号処理部 30 内の係数乗算部 34 に第 2 係数情報を入力しうるのであって、第 1 微分・積分情報計算部 26a と、第 2 微分・積分情報計算部 26d と、第 2 係数テーブル 26c と、第 2 比較・書換部 26b とをそなえて構成されている。

この第 1 微分・積分情報計算部 26a は、送信すべき信号の振幅量から第 1 微分・積分情報を計算して出力するとともに、送信すべき信号の振幅量から第 2 係数テーブル 26c へ第 2 アドレス信号を入力しうるのであり、第 2 微分・積分情報計算部 26d は、増幅器 12 から出力される信号の振幅量から第 2 微分・積分情報を計算して出力するものである。さらに、第 2 係数テーブル 26c は、第 2 アドレス信号により複数の係数情報の中から 1 つを選択して信号処理部 30 に第 2 係数情報として出力しうるのである。

また、第 2 比較・書換部 26b は、上記の第 1 微分・積分情報と上記の第 2 微分・積分情報との誤差に応じて第 2 係数情報を書き換えるものである。そして、第 2 比較・書換部 26b は、第 1 微分・積分情報と第 2 微分・積分情報とを比較してその誤差が小さくなるように、第 2 係数情報を書き換えるようになっている。

例えば、送信すべき信号及び増幅器 12 の出力信号の一部の信号から、それらの信号の振幅量の 2 乗の微係数の正負の絶対値が計算され、その誤差がなくなる

ように、第 2 係数情報が書き換えられる。なお、この書き換えの方法は、これ以外にも用いることが可能である。

これにより、図 17 において、入力されるベースバンド信号は、非線形処理部 41 において、予め得られたその増幅器 12 の入出力特性とは逆の特性を表す関数による処理が施されてから出力され、その出力信号は、周波数成分減衰部 33 5
にて、フィルタリングされて出力され、そして、係数乗算部 34 にて、入力されるベースバンド信号と、周波数成分減衰部 33 から出力される信号とが、比較されて、振幅量の奇数次のべき乗成分に所望の係数情報が乗算されて処理信号として出力され、D/A 変換部 11 にて、ディジタル・アナログ変換されたのち、増幅器 12 10
にて、電力増幅され、検出部 22 を介して、アンテナ 13 より無線送出されるのである。

このような構成により、本変形例においても、入力信号に、3 乗項の成分、5 乗項の成分、あるいは、これらの 3 乗項の成分、5 乗項の成分を加えたものを、増幅器 12 に入力することにより、増幅器 12 の出力側に、わずかな 3 乗や 5 乗
15
や奇数乗の非線形成分が残るようにして、増幅器 12 が飽和領域を超えないように動作する（図 13、14 参照）。

そして、入力信号の振幅量の微分値・積分値から第 2 係数情報が決定され、もとの信号と乗算されて、プリディストーション信号として出力される。また、入力信号の微分値、積分値または、その両方の値と出力の微分値、積分値、または、
20
その両方の値とが比較され、誤差が小さくなるように、第 2 係数テーブル 26c が書き換えられ、増幅器 12 に入力される信号が補正される。

このようにして、増幅器 12 を線形化する場合の不連続点における高次の歪の影響がなくなり、広帯域にスプリアスが広がらないようにできる。従って、外付けの線形な増幅特性を有する RF 回路が不要の重補償が行なえるようになり、低
25
消費電力化や回路規模のコンパクト化に寄与できるようになる。

また、このようにして、増幅器 12 のバイアス回路（図示せず）、電源回路のバイアス回路（図示せず）や、整合回路の高調波近傍の周波数特性が補償されるようになり、精度の向上が図れるようになる。また、温度変化や経時変化等による、増幅器 12 の特性変化にも対応できる。

(C) その他

上記の各実施形態及びその変形例においては、無線送信機以外にも、無線受信機として、使用することも可能である。

- また、本発明は上述した実施態様及びその変形例に限定されるものではなく、
- 5 本発明の趣旨を逸脱しない範囲で、種々変形して実施することができる。

例えば、送信すべき信号の周波数は、種々の帯域のものが使用可能であり、使用する帯域に応じた、係数情報を予め計算しておくことにより、対応可能である。

- 係数テーブル 15 (又は 15 a, 15 b), 第 2 係数テーブル 26 c に第 1 選択信号, 第 2 選択信号を与えるための誤差の決め方については、設計環境により、
- 10 様々な値を設定することが可能である。また、各係数テーブル 15 a, 15 b を個別に構成することもできる。

また、係数情報は、位相情報を適宜組み合わせ、使用することもできる。

産業上の利用可能性

- 15 以上のように、本発明によれば、周波数の広い範囲にわたって、スプリアス信号を発生してしまうという問題点を解決し、回路規模が大きくならないで済むようにでき、携帯電話等の移動体通信分野において、機器のコンパクト化・低消費電力化に寄与できる。また、メモリの参照頻度が遅くても歪補償が行なえて、かつ、係数テーブルの書き換えが可能となるので、温度変化や経時変化などによる
- 20 増幅器の特性変化にも対応できる。

請 求 の 範 囲

1. 送信すべき信号を増幅する増幅器（１２）と、

該増幅器（１２）の前段側に設けられ、該送信すべき信号に含まれる振幅量の
5 べき乗成分の係数情報を変える係数変更処理を行なって処理信号を出力しうる信号処理部（８，８a，８b，８c，３０，３１）とをそなえたことを特徴とする、
プリディストーション型歪補償増幅装置。

2. 該信号処理部（３０，３１）が、

10 該送信すべき信号に対して、該増幅器（１２）の入出力特性とは逆の特性を表す関数による処理を施したのち、該係数変更処理を行ない、該増幅器（１２）の出力信号に奇数次成分が現れるように構成され、

該増幅器（１２）が非飽和領域で動作するように構成されたことを特徴とする、
請求の範囲第１項記載のプリディストーション型歪補償増幅装置。

15

3. 該信号処理部（３０）が、

該送信すべき信号に対して、予め得られたその増幅器（１２）の入出力特性とは逆の特性を表す関数による処理を施した後出力する非線形処理部（４１）と、

該非線形処理部（４１）から出力される信号を周波数領域に変換した後所望の
20 周波数成分を減衰させてその減衰させた信号を時間領域に逆変換して出力する周波数成分減衰部（３３）と、

該周波数成分減衰部（３３）から出力される信号と該送信すべき信号とを比較して該振幅量の奇数次のべき乗成分に所望の該係数情報を乗算して該処理信号として出力する係数乗算部（３４）とをそなえて構成されたことを特徴とする、請

25 求の範囲第２項記載のプリディストーション型歪補償増幅装置。

4. 該信号処理部（３１）が、

該送信すべき信号の振幅量から第１微分・積分情報を計算するとともに該増幅器（１２）から出力される信号の振幅量から第２微分・積分情報を計算して、上

記第 1 微分・積分情報と上記第 2 微分・積分情報とから該係数乗算部 (34) に第 2 係数情報を入力しうる微分・積分係数情報付加部 (26) とをそなえて構成されたことを特徴とする、請求の範囲第 2 項記載のプリディストーション型歪補償増幅装置。

5

5. 該信号処理部 (8, 8a, 8b, 8c) が、

該係数変更処理を行なう際に、該送信すべき信号に含まれる振幅量の奇数次のべき乗成分の寄与を小さくするように構成されたことを特徴とする、請求の範囲第 1 項記載のプリディストーション型歪補償増幅装置。

10

6. 該信号処理部 (8, 8a, 8b, 8c) が、

該送信すべき信号に含まれる振幅量の奇数次のべき乗成分の寄与が小さくなるように該処理信号を出力しうる信号振幅変更処理部 (10) として構成され、

該信号振幅変更処理部 (10) が、

11 該送信すべき信号に含まれる振幅量の奇数次のべき乗成分を抽出して出力する奇数次成分計算部 (14) と、

外部からの信号により複数の該係数情報の中から 1 つを選択して出力しうる係数情報出力部 (15) と、

該奇数次成分計算部 (14) から出力される信号と該係数情報出力部 (15)

20 からの該係数情報とを乗算して減衰信号を出力する乗算部 (16) と、

該減衰信号を上記送信すべき信号から差し引いて出力する加算部 (17) とをそなえて構成されたことを特徴とする、請求の範囲第 5 項記載のプリディストーション型歪補償増幅装置。

25 7. 該信号処理部 (8a, 8b, 8c) が、

該処理信号の大きさを可変的に調節して該増幅器 (12) に入力するとともに該信号振幅変更処理部 (10) に該奇数次のべき乗成分の係数情報を選択するための第 1 アドレス信号を入力しうる制御部 (20) とをそなえて構成されたことを特徴とする、請求の範囲第 6 項記載のプリディストーション型歪補償増幅装置。

8. 該信号処理部（8 b, 8 c）が、

該送信すべき信号と該増幅器（12）から出力される信号とから該信号振幅変更処理部（10）に第1選択信号を入力しうる振幅情報比較部（21）とをそなえて構成されたことを特徴とする、請求の範囲第6項又は第7項に記載のプリディストーション型歪補償増幅装置。

9. 該信号処理部（8 c）が、

該送信すべき信号の振幅量から第1微分・積分情報を計算するとともに該増幅器（12）から出力される信号の振幅量から第2微分・積分情報を計算して、上記第1微分・積分情報と上記第2微分・積分情報とから該信号振幅変更処理部（10）に第2係数情報を入力しうる微分・積分係数情報付加部（26）とをそなえて構成されたことを特徴とする、請求の範囲第6～8項のいずれか一項に記載のプリディストーション型歪補償増幅装置。

15

10. 該制御部（20）が、

外部からの制御信号により該処理信号の大きさを可変的に調節して該増幅器（12）に入力しうる可変減衰部（19）と、

該可変減衰部（19）を制御するとともに該信号振幅変更処理部（10）に該係数情報を選択するための第1アドレス信号を入力しうる出力電力制御部（18）とから構成されたことを特徴とする、請求の範囲第7～9項のいずれか一項に記載のプリディストーション型歪補償増幅装置。

11. 該奇数次成分計算部（14）が、

該送信すべき信号に含まれる振幅量の奇数次成分ごとにべき乗成分を抽出して出力する複数のサブ奇数次成分計算部（14 a, 14 b）から構成されたことを特徴とする、請求の範囲第6項に記載のプリディストーション型歪補償増幅装置。

12. 該振幅情報比較部（21）が、

該増幅器（１２）から出力される信号からその振幅量を抽出して出力振幅情報を出力する出力振幅計算部（２１ｃ）と、

該送信すべき信号からその振幅量を抽出して入力振幅情報を出力する入力振幅計算部（２１ａ）と、

- 5 該出力振幅情報（２１ｃ）と該入力振幅情報（２１ａ）との誤差に応じて、該信号振幅変更処理部（１０）に該第１選択信号を入力しうる比較・書換部（２１ｂ）とをそなえたことを特徴とする、請求の範囲第８項記載のプリディストーション型歪補償増幅装置。

- 10 13. 該比較・書換部（２１ｂ）が、

該入力振幅情報が該出力振幅情報よりも小さいときは該係数情報が大きくなるよう書き換えられるべく、該信号振幅変更処理部（１０）に該第１選択信号を入力し、また、該入力振幅情報が該出力振幅情報よりも大きいときは該係数情報が小さくなるよう書き換えられるべく、該信号振幅変更処理部（１０）に該第１選択信号を入力するように構成されたことを特徴とする、請求の範囲第１２項記載のプリディストーション型歪補償増幅装置。

14. 該微分・積分係数情報付加部（２６）が、

- 20 該送信すべき信号の振幅量から第１微分・積分情報を計算して出力するとともに該送信すべき信号の振幅量から該第２係数情報出力部（２６ｃ）へ第２アドレス信号を入力しうる第１微分・積分情報計算部（２６ａ）と、

該増幅器（１２）から出力される信号の振幅量から第２微分・積分情報を計算して出力する第２微分・積分情報計算部（２６ｄ）と、

- 25 該第２アドレス信号により複数の係数情報の中から１つを選択して第２係数情報として該係数乗算部（３４）に出力しうる第２係数情報出力部（２６ｃ）と、

上記第１微分・積分情報と上記第２微分・積分情報との誤差に応じて該第２係数情報を書き換える第２比較・書換部（２６ｂ）とをそなえたことを特徴とする、請求の範囲第４項記載のプリディストーション型歪補償増幅装置。

15. 該微分・積分係数情報付加部(26)が、

該送信すべき信号の振幅量から第1微分・積分情報を計算して出力するとともに該送信すべき信号の振幅量から該第2係数情報出力部(26c)へ第2アドレス信号を入力しうる第1微分・積分情報計算部(26a)と、

- 5 該増幅器(12)から出力される信号の振幅量から第2微分・積分情報を計算して出力する第2微分・積分情報計算部(26d)と、

該第2アドレス信号により複数の係数情報の中から1つを選択して第2係数情報として該信号振幅変更処理部(10)に出力しうる第2係数情報出力部(26c)と、

- 10 上記第1微分・積分情報と上記第2微分・積分情報との誤差に応じて該第2係数情報を書き換える第2比較・書換部(26b)とをそなえたことを特徴とする、請求の範囲第9項記載のプリディストーション型歪補償増幅装置。

16. 該第2比較・書換部(26b)が、

- 15 該第1微分・積分情報と該第2微分・積分情報とを比較してその誤差が小さくなるように、該第2係数情報を書き換えるように構成されたことを特徴とする、請求の範囲第14項又は第15項に記載のプリディストーション型歪補償増幅装置。

20

25

図 1

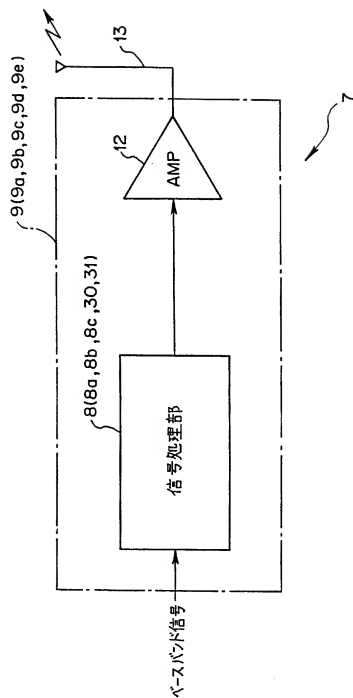


図 2

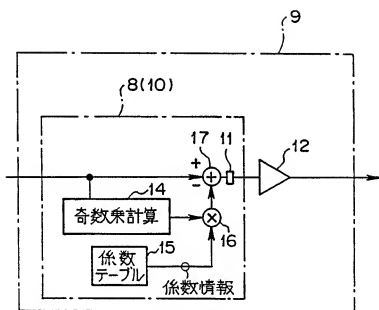


図 3

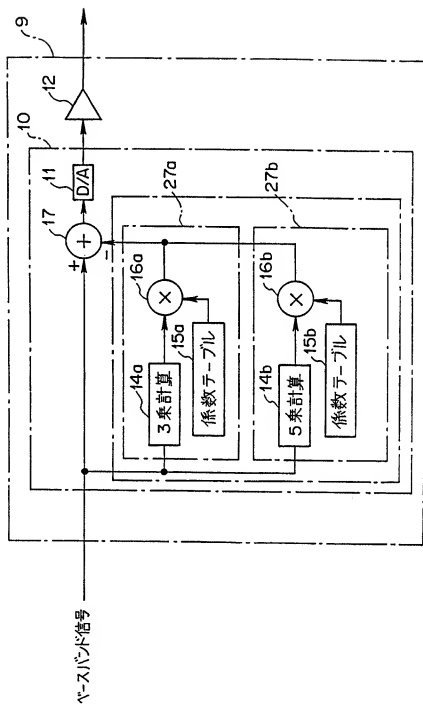


図 4

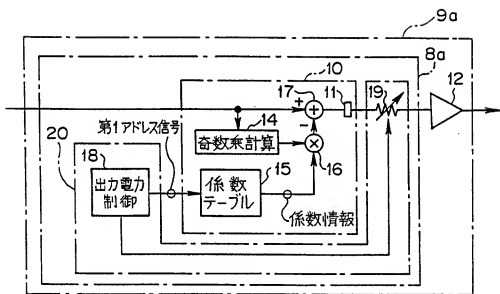


図 5

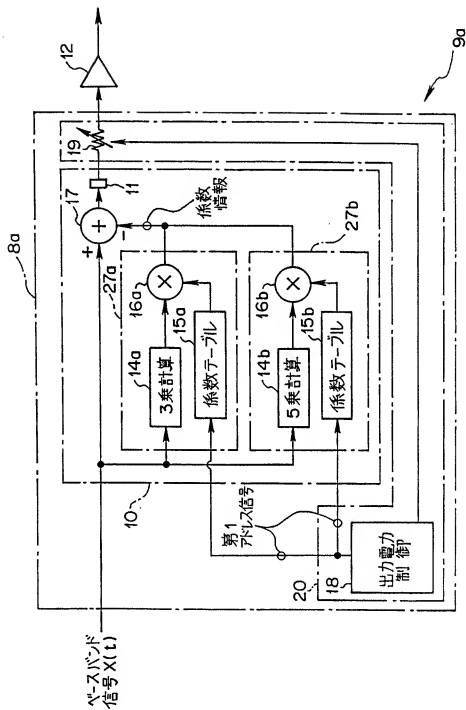


図 6

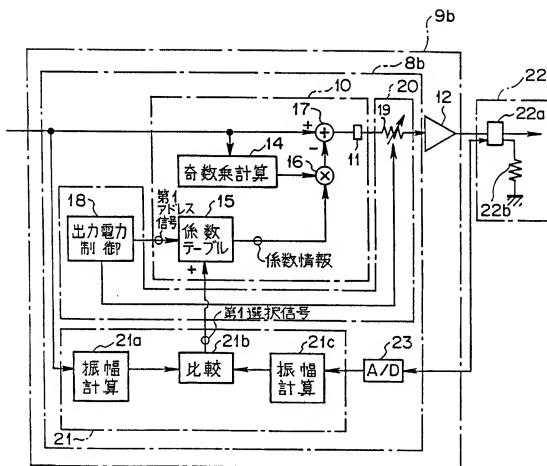


図 7

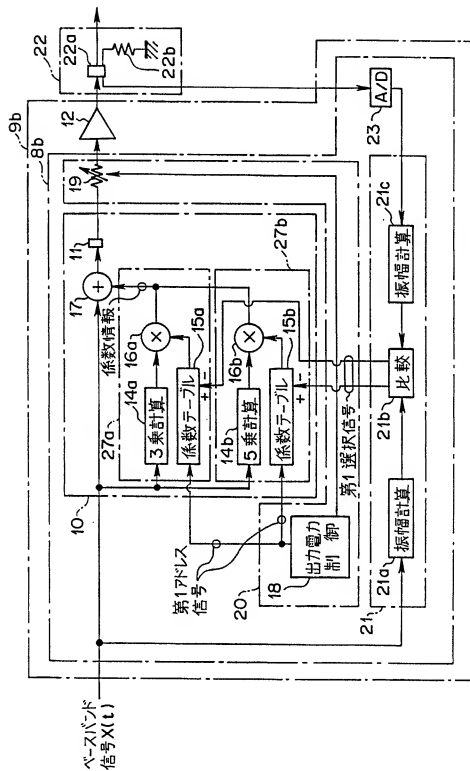


図 10

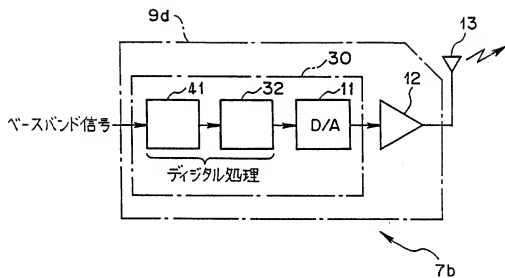


図 11

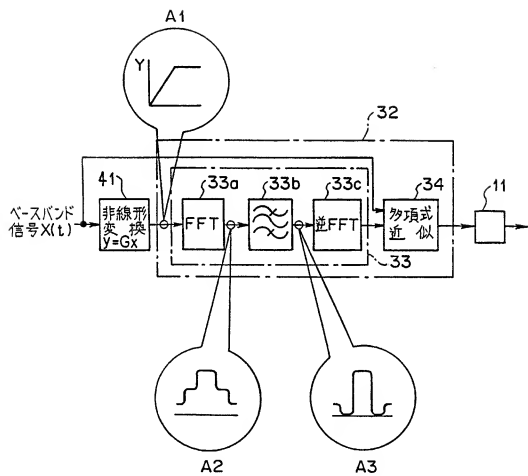


図 12

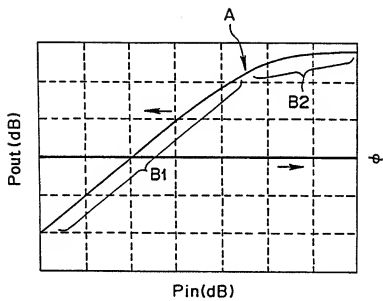


図 13(a)

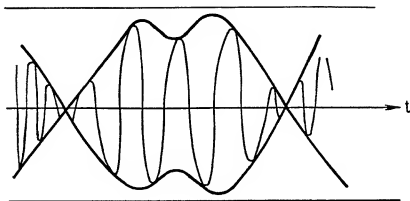


図 13(b)

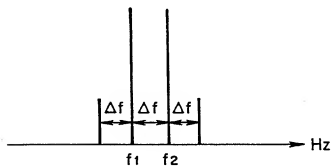


図 14(a)

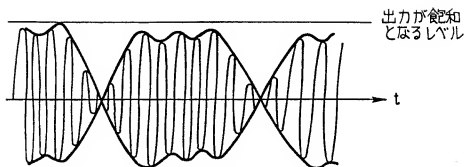


図 14(b)

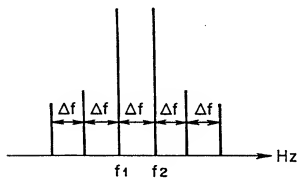


図 15

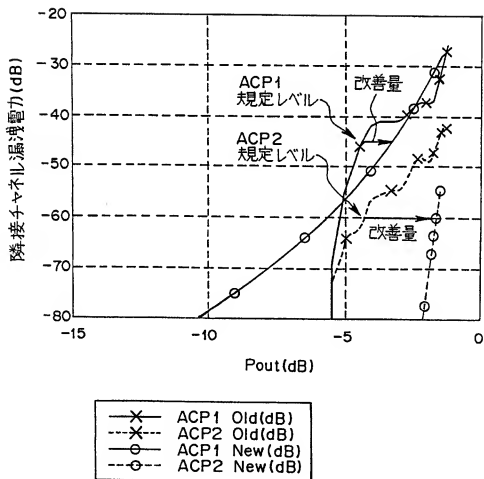


図 16

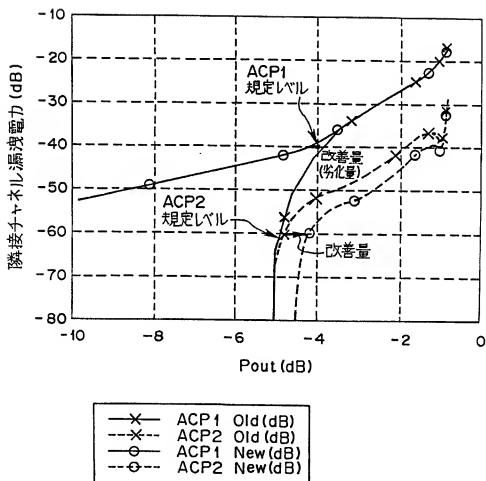


図 18

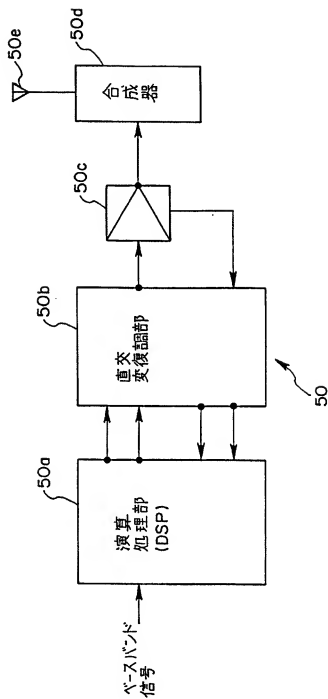


図 19

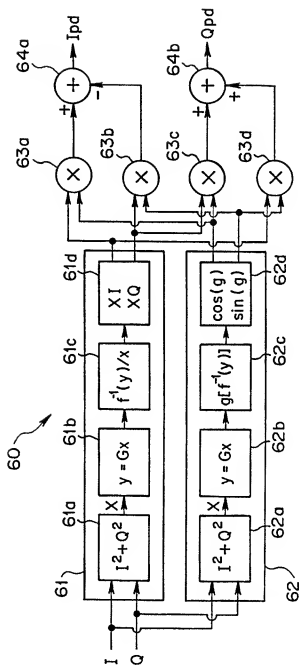
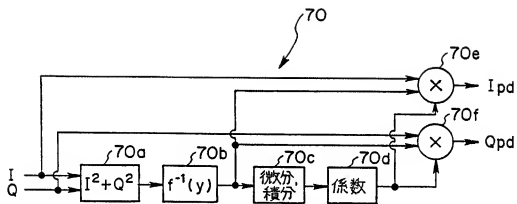
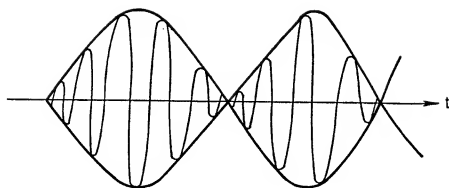


図 20



21(a)



21(b)

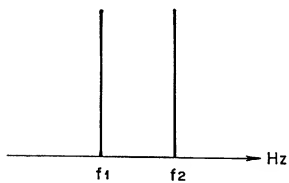


図 22(a)

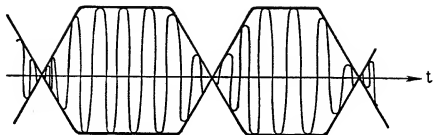


図 22(b)

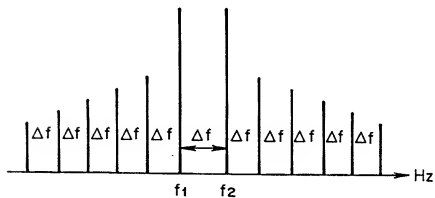
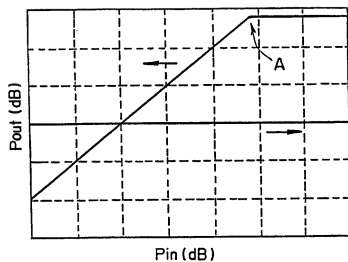


図 23



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP99/02824

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
Int.Cl.⁶ H03F1/32

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
Int.Cl.⁶ H03F1/32Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched
Jitsuyo Shinan Koho 1926-1996 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-1999
Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-1999 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-1999Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)
WPI

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	EP, 67091, A (THOMSON-CSF),	1-2
Y	15 December, 1982 (15. 12. 82) & FR, 2507026, A & JP, 57-199305, A	3-16
X	EP, 85600, A (THOMSON-CSF),	1-3
Y	10 August, 1983 (10. 08. 83) & FR, 2520957, A & JP, 58-134517, A	4-16
Y	JP, 4-16006, A (Kokusai Electric Co., Ltd.),	4-16
A	21 January, 1992 (21. 01. 92) (Family: none)	1-3
Y	US, 4476438, A (U.S. Philips Corporation),	7-10, 12-16
A	9 October, 1984 (09. 10. 84) & DE, 3142199, A & GB, 2087181, A & JP, 57-106215, A	1-6, 11
Y	US, 5164678, A (Asea Brown Boveri Ltd),	7-10, 12-16
A	17 July, 1992 (17. 07. 92) & CA, 204657, A & CN, 1058122, A & CS, 9102104, A & EP, 465709, A & JP, 4-233810, A	1-6, 11

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "Z" document member of the same patent family
---	--

Date of the actual completion of the international search
15 July, 1999 (15. 07. 99)Date of mailing of the international search report
3 August, 1999 (03. 08. 99)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP99/02824

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	EP, 433863, A (TELETTRA Telefonica Elettronica e Radio S.p.A.), 26 June, 1991 (26. 06. 91) & IT, 1236905, A & JP, 4-211549, A & US, 5204881, A	1-16
A	EP, 441580, A (GEC-MARCONI Limited), 14 August, 1991 (14. 08. 91) & AT, 143197, A & GB, 2240892, A & JP, 6-209218, A & US, 5124665, A	1-16
A	JP, 9-83417, A (Hitachi Electronics, Ltd.), 28 March, 1997 (28. 03. 97) (Family: none)	1-16
A	US, 5798854, A (Ortel Corporation), 25 August, 1998 (25. 08. 98) & AU, 2641895, A & CN, 1151229, A & EP, 760184, A & JP, 10-500824, A & WO, 95/32561, A	1-16

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl¹ H03F 1/32

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl¹ H03F 1/32

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926-1996

日本国公開実用新案公報 1971-1999

日本国登録実用新案公報 1994-1999

日本国実用新案登録公報 1996-1999

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

WPI

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X Y	EP, 67091, A (THOMSON-CSF) 15. 12月. 1982 (15. 12. 18) & FR, 2507026, A & JP, 57-199305, A	1-2 3-16
X Y	EP, 85600, A (THOMSON-CSF) 10. 8月. 1983 (10. 08. 83) & FR, 2520957, A & JP, 58-134517, A	1-3 4-16
Y A	JP, 4-16006, A (国際電気株式会社) 21. 1月. 1992 (21. 01. 92) (ファミリーなし)	4-16 1-3

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

15. 07. 99

国際調査報告の発送日

03.08.99

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

杉田 恵

印

5G 8936

電話番号 03-3581-1101 内線 3526

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y A	US, 4 476 438, A (U.S. Philips Corporation) 9. 10月. 1984 (09. 10. 84) & DE, 3 142 199, A & GB, 2 087 181, A & JP, 57-106215, A	7-10, 12-16 1-6, 11
Y A	US, 5 164 678, A (Asea Brown Boveri Ltd) 17. 7月. 1992 (17. 07. 92) & CA, 2 046 57, A & CN, 1 058 122, A & CS, 9 102 104, A & EP, 4 657 09, A & JP, 4-233810, A	7-10, 12-16 1-6, 11
A	EP, 4 338 63, A (TELETTRA Telefonica Elettronica e Radio S.p.A.) 26. 6月. 1991 (26. 06. 91) & IT, 1 236 905, A & JP, 4-211549, A & US, 5 204 881, A	1-16
A	EP, 4 415 80, A (GEC-MARCONI Limited) 14. 8月. 1991 (14. 08. 91) & AT, 1 431 97, A & GB, 2 240 892, A & JP, 6-209218, A & US, 5 124 665, A	1-16
A	JP, 9-83417, A (日立電子株式会社) 28. 3月. 1997 (28. 03. 97) (ファミリーなし)	1-16
A	US, 5 798 854, A (Ortel Corporation) 25. 8月. 1998 (25. 08. 98) & AU, 2 641 895, A & CN, 1 151 229, A & EP, 7 601 84, A & JP, 10-500824, A & WO, 95/32561, A	1-16